

(TRANSLATION)

Japanese Patent Publication No. 11-205864
Publication Date : July 30, 1999

Application No.: 10-017633

Filing Date : January 14, 1998

Applicant : YOZAN INC

Inventor (s) : SHU TERUHEI et al

Title of the Invention :

METHOD FOR SEARCHING LONG CODE IN
ASYNCHRONOUS CELLULAR SYSTEM
BETWEEN DS-CDMA STATIONS

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-205864
(43)Date of publication of application : 30.07.1999

(51)Int.Cl. H04Q 7/38
H04Q 7/36
H04J 13/04
H04L 5/00

(21)Application number : 10-017633
(22)Date of filing : 14.01.1998

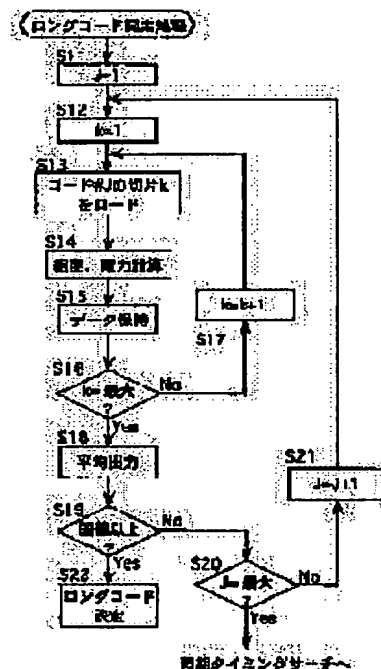
(71)Applicant : YOZAN INC
(72)Inventor : SHU TERUHEI
SHU NAGAAKI

(54) METHOD FOR SEARCHING LONG CODE IN ASYNCHRONOUS CELLULAR SYSTEM BETWEEN DS-CDMA STATIONS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow a method to search long codes with high accuracy.

SOLUTION: In the identification processing of a long code, a correlation arithmetic operation is applied between a prescribed chip of a first composite code and a received signal sample and its output power is calculated (S14). The above processing is repeatedly executed for k-sets of different chips of the same composite code (S16), and the mean value is compared with a prescribed threshold (S19). When the mean value is smaller than the prescribed threshold, the above processing is executed for second and succeeding composite codes (S20). Furthermore, peak outputs of a multi-path are summed, and the above processing may be executed regarding the sum.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(43)公開日 平成11年(1999)7月30日

(51) Int.Cl.⁸

H 0 4 Q	7/38
	7/36
H 0 4 J	13/04
H 0 4 L	5/00

識別記号

FI

H 0 4 B	7/26	1 0 9 A
H 0 4 L	5/00	
H 0 4 B	7/26	1 0 5 D
H 0 4 J	13/00	G

審査請求 未請求 請求項の数7 FD (全 18 頁)

(21)出願番号 特願平10-17633

(22)出願日 平成10年(1998)1月14日

(71)出題人 000127178

株式会社鷹山

東京都世田谷区北沢 3-5-18

(72)發明者 周 旭平

東京都世田谷区北沢3-5-18 鷹山ビル

株式会社鷹山内

(72)發明者 周 長明

東京都世田谷区北沢3-5-18 鷹山ビル

株式会社鷹山内

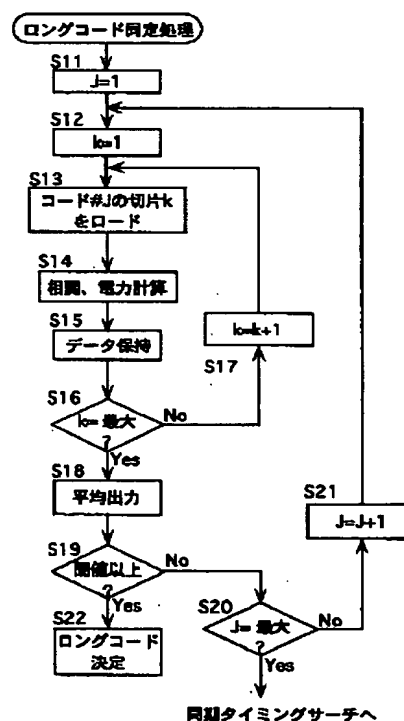
(74) 代理人 弁理士 山本 誠

(54) 【発明の名称】 DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法

(57) 【要約】

【課題】 高精度に、ロングコードサーチを行う。

【解決手段】 ロングコード同定処理において、第1番目の合成コードの所定チップの切片と受信信号サンプルとの関連演算を行い、その出力の電力を計算する（S14）。これを、同じ合成コードの異なるk個の切片について繰り返し実行し（S16）、その平均値を所定のしきい値と比較する（S19）。所定のしきい値よりも小さいときは、第2番目以降の合成コードについて、前述の処理を実行する（S20）。また、マルチパスの各ピーク出力を加算し、その和について上述した処理を実行するようにしてもよい。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置を順次シフトして前記切片を所定個数生成し、

(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(3) 前記相関演算の出力に基づいて電力を算出し、

(4) 当該ロングコードの前記所定個数の切片に対応する電力の平均値を算出し、

(5) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(6) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とするDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【請求項2】 各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置を順次シフトして前記切片を所定個数生成し、

(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(3) 当該ロングコードの前記所定個数の切片に対応する相関出力の平均値を算出し、

(4) この平均値に基づいて電力を算出し、

(5) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(6) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とするDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【請求項3】 各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義さ

れた各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、

(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(3) 該相関演算の出力に基づいて電力を算出し、

(4) これら電力のうち所定の閾値を越えた電力を選出し、

(5) これら選出された電力の平均値を算出し、

(6) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(7) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とするDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【請求項4】 各セルに固有のロングコードと各セル共通の共通制御チャネルのためのショートコードとを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ショートコードと前記受信信号との相関演算を行い、該相関出力の電力を複数シンボルにわたって巡回積分し、

(2) 該巡回積分結果から前記電力の最大値およびこの最大値から所定時間以内の電力ピークに対応したタイミングを選出し、

(3) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、

(4) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(5) 該相関演算の出力に基づいて電力を算出し、

(6) これら電力のうち前記選出されたタイミングの電力の平均値を算出し、

(7) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(8) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とするDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【請求項5】 各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、

(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(3) これら相関演算出力から電力を算出し、

(4) これら電力のうち所定の閾値を越えた電力を選出し、

(5) 前記各部分的コードを循環シフトしつつ、前記選択された電力に対応する I、Q 成分の相関演算出力をフェージング補正してレーク合成し、

(6) これらレーク合成結果の平均値を算出し、

(7) この平均値に基づいて電力を算出し、

(8) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(9) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とする DS-SS-CDMA 基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【請求項 6】 各セルに固有のロングコードと各セル共通の共通制御チャンネルのためのショートコードとを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-SS-CDMA 基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ショートコードと前記受信信号との相関演算を行い、該相関出力の電力を複数シンボル分にわたって巡回積分し、

(2) 該巡回積分結果から前記電力の最大値およびこの最大値から所定時間以内の電力ピークに対応したタイミングを選出し、

(3) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることによって、前記切片を所定個数生成し、

(4) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、

(5) 前記各部分的コードを循環シフトしつつ、前記選出されたタイミングで相関演算出力の I、Q 成分をフェージング補正してレーク合成し、

(6) これらレーク合成結果の平均値を算出し、

(7) この平均値に基づいて電力を算出し、

(8) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(9) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定することを特徴とする DS-SS-CDMA 基地局間非同期セルラシステムにおけるロ

ングコードサーチ方法。

【請求項 7】 前記切片は各通信チャネルに対応したショートコードとロングコードとの合成コードの一部分であることを特徴とする前記請求項 1～6 のいずれか 1 項に記載の DS-SS-CDMA 基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、DS-SS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) 基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法に関する。

【0002】

【従来の技術】近年の陸上移動通信の発展に伴い、チャネル容量を大幅に増加することが可能な直接拡散 (DS) 型のスペクトラム拡散 (SS) を用いた符号分割多元接続 (CDMA) 方式を用いた CDMA セルラ方式が注目されている。一般に、CDMA 方式においては他局との相互干渉があるため、他の多元接続方式 (FDMA、TDMA) に比べて周波数利用効率が劣化する。しかし、セルラ方式においては、空間的な周波数再利用効率 (同一周波数のセル繰り返し率) が総合的な周波数利用効率に寄与するため、干渉に強くセル繰り返し率の高い CDMA 方式も有力な方式となる。

【0003】このような DS-SS-CDMA セルラシステムは、全基地局間の時間同期を厳密に行なう基地局間同期システムと、これを行なわない基地局間非同期システムとの 2 つの方式に分類される。基地局間同期システムは、GPS などの他のシステムを利用して基地局間同期を実現するもので、各基地局では同一のロングコードを各基地局毎に異なる遅延を与えて使用するため、初期セルサーチはロングコードのタイミング同期を行なうのみでよい。また、ハンドオーバー時の周辺セルサーチは、移動機にはそれが属する基地局から周辺基地局のコード遅延情報を通知されるため、より高速に行なうことができる。

【0004】これに対し、基地局間非同期システムでは、基地局を識別するために各基地局で用いる拡散符号を変えているため、移動機は、初期セルサーチにおいて拡散符号を同定することが必要となる。また、ハンドオーバー時の周辺セルサーチでは、それが属する基地局から周辺基地局で使用している拡散符号の情報を得ることにより、同定する拡散符号の数を限定することが可能となる。しかし、いずれの場合でも、前記基地局間同期システムの場合と比較するとサーチ時間が大きくなり、拡散符号にロングコードを使用する場合にはセルサーチに要する時間は膨大なものとなる。しかしながら、この基地局間非同期システムは、GPS 等の他のシステムを必要としないというメリットがある。

【0005】このような基地局間非同期システムの問題

を解決し、初期同期を高速に行なうことができるセルサーチ方式が提案されている（樋口健一、佐和橋衛、安達文幸、「DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードの２段階高速初期同期法」信学技報、CS-96, RCS96-12(1996-05)）。この提案されている初期同期法は、最初に各セル共通のショートコードをマッチドフィルタを用いて逆拡散してロングコードのタイミングを検出し、次に、マッチドフィルタあるいはスライディング相関器を用いて各セル特有のロングコード特定を行なうものである。

【0006】以下、この提案されている初期同期法について説明する。この提案されている基地局間非同期セルラ方式においては、各基地局BS1～BSNはそれぞれ異なるロングコードLC#1、LC#2、・・・、LC#Nと各チャネルを識別するためのショートコードSC#0～SC#Mとを用いて２重に拡散されたシンボルを用いて移動機と伝送を行なうようになされている。ここで、前記ショートコードSC#0～SC#Mは各セルにおいて共通であり、また、各セルとも制御チャネルには共通のショートコードSC#0が割り当てられている。

【0007】図13を用いて、上記提案されている２段階高速初期同期法について詳細に説明する。この図の上部には移動機における受信信号の例が示されており、基地局BS_k、BS_{k-1}、BS_{k-2}からそれぞれ送信された制御チャネルの受信信号が示されている。図示するように、各制御チャネルは、１ロングコード周期で、各基地局共通に制御チャネルに割り当てられているショートコードSC#0のみで拡散されたシンボル（図中斜線部分）を有している。これは、一定周期でロングコード拡散を行なわないようにすることにより実現されている。また、その他のシンボル位置は各基地局毎に異なるロングコードLC#iと前記ショートコードSC#0により２重に拡散されている。これにより、万が一、セル間のロングコードのタイミングが同期して移動機で受信された場合でも、当該制御コードの復調が可能となる。このように、BS_k～BS_{k-2}などの各基地局から送信された制御チャネルは非同期に多重化されて移動機に受信される。

【0008】移動機においては次に示す２段階の構成でセルサーチを行なう。まず、第１ステージにおいては、図示するように、移動機では、マッチドフィルタを用いて、受信信号サンプルと制御チャネル用のショートコードSC#0のレプリカとの相関を検出する。前述したように、受信信号中の各制御チャネルはロングコードの周期で各基地局共通のショートコードSC#0で拡散されたシンボル（図中の斜線の部分）を有している。このため、１ロングコード周期の期間前記ショートコードシンボルレプリカを用いて相関の検出を行なうと、図に示すように、各制御チャネルにおけるショートコード#0により拡散されたシンボルの受信タイミングに対応する位

置にそれぞれ相関のピークが検出される。移動機では、そのうちの最大の相関ピークを検出したタイミングを接続希望基地局の制御チャネルのロングコード同期タイミングであると決定する。

【0009】次に、第２ステージに移り、移動機では、前記基地局を識別するために、前記ロングコード同期タイミングを検出した制御チャネルを拡散しているロングコードの同定を、１個のスライディング相関器を用いて行なう。このために、初期セルサーチにおいては、システムで定められているロングコード群LC#1～LC#Nのなかから順次ロングコードLC#iを選択し、該選択したロングコードLC#iと前記共通のショートコードSC#0の合成符号を生成して、前記第１ステージで得られた同期タイミングに対して相関検出を行なう。また、ハンドオーバー時の周辺セルサーチにおいては、現在接続している基地局から通知された周辺セルのロングコード群から、同様に順次ロングコードLC#i+ショートコードSC#0の合成符号を生成し、前記同期タイミングに対して相関検出を行なう。このようにして、相関検出値が閾値を越えるまでロングコードLC#iを変えて相関検出を行ない、閾値を越えたロングコードLC#kを受信制御チャネルのロングコードであると判定してセルサーチを終了する。これにより、当該基地局を識別することができる。

【0010】以上のように、ロングコードのタイミング同期とロングコードの同定とを分離することによりセルサーチを高速に行なうことができる。通常の基地局間非同期セルラシステムにおいてはセルサーチを行なうのに（拡散符号の数×拡散符号の位相数）回程度の相関検出を行なうことが必要であるのに対し、この提案されている方法によれば、（拡散符号の数+拡散符号の位相数）回程度の相関検出で済むこととなる。

【0011】また、本出願人は、より高速に基地局間非同期セルラシステムにおける初期同期を実行することのできる方法を提案している（特願平9-11960号）。この方法は、前記合成コードのうちの所定の切片との相関を検出することにより高速にロングコードの同定を行うようにしたものである。これにより、前述したスライディング相関器を用いる場合と比較してより高速にロングコードの同定が可能となり、高速な初期同期ができるようになる。

【0012】図14を参照して、上記提案されている方法について説明する。図14において、1は複素型マッチドフィルタ、2は拡散符号生成部、3は電力計算部、4はロングコード同期タイミング判定部、5は閾値計算部、6はロングコード同定部である。前記マッチドフィルタ1は、図示するように、サンプリングクロックCLに応じてベースバンド受信信号をサンプリングし順次シフトする、後述する合成コードの切片のチップ数に等しい段数（この例においては、128段）のシフトレジス

タ11、前記合成コードの切片がロードされる拡散符号レジスタ12、前記シフトレジスタ11と前記拡散符号レジスタ12の対応する段のデータの乗算をそれぞれ実行する複数個（この例においては、128個）の乗算器13、および、前記各乗算器13の出力の総和を算出する加算器14から構成されている。なお、このマッチドフィルタ1としては、CCD (Charge Coupled Device) やSAW (Surface Acoustic Wave) フィルタを用いたもの、あるいは、デジタルIC回路によるものも用いることができるが、本出願人により提案されているアナログマッチドフィルタを使用するのが演算速度、消費電力および演算精度の点から好適である。

【0013】さて、基地局からのスペクトラム拡散された送信信号は、受信アンテナから高周波受信部に入力され、中間周波信号に変換された後、中間周波数発振器の出力と乗算されローパスフィルタを通してベースバンド受信信号となる。このベースバンド受信信号は、前記マッチドフィルタ1に入力され、拡散符号生成部2から供給される拡散符号レプリカと相関がとられる。電力計算部3は、マッチドフィルタ1の相関出力の電力を計算し、ロングコード同期タイミング判定部4、閾値計算部5、ロングコード同定部6に出力する。ここで、前記マッチドフィルタ1は複素型のマッチドフィルタとされており、同相成分（I成分）と直交成分（Q成分）の相関出力がそれぞれ出力される。前記電力計算部3は、その絶対値（の2乗）（ $I^2 + Q^2$ ）を算出する。

【0014】拡散符号生成部2は、ロングコード同期タイミング判定部4およびロングコード同定部6により制御される。前述のように、この拡散符号生成部2は、初期セルサーチ時には、各基地局の制御チャンネルに共通のショートコードSC#0を出力し、また、ロングコード同期タイミングが検出された後は、各セル、すなわち各基地局に固有の各ロングコードLC#iとショートコードSC#0との合成コード#iのNチップの各切片を順次取り替えながら出力することとなる。また、ハンドオーバーする前の周辺セルサーチにおいては、上述した初期セルサーチ時と同様に、各基地局の制御チャンネルからの共通の制御コードを受信し、これに基づいて各基地局のロングコード同期タイミングを判定する。ハンドオーバー先の基地局のロングコード同期タイミングが判定された後は、現在属している基地局の制御チャンネルから受け取った周辺セルのロングコードの情報に基づいて、サーチすべき複数のロングコードLC#iとショートコードSC#0の合成コードの部分的なNチップの各切片を、順次取り替えながら出力する。

【0015】ロングコード同期タイミング判定部4は、初期セルサーチの場合、拡散符号生成部2からショートコードSC#0を前記マッチドフィルタ1中のPN符号レジスタ12にロードさせるとともに、最大の相関値の平均電力（所定数のロングコード周期にわたって平均化

された電力値）が出力される時点のタイミングを選び出し、このタイミングをロングコード同期タイミングとして、拡散符号生成部2および閾値計算部5に出力する。閾値計算部5は、ロングコード同期タイミング時の最大の相関値の電力に基づいてロングコード同定部6に出力する閾値を計算する。また、ハンドオーバーする前の周辺セルサーチの場合には、同様に拡散符号生成部2からショートコードSC#0をマッチドフィルタ1にロードさせるとともに、現在通信中の基地局を除いて最大の相関値の平均電力が出力される時点のタイミングを選び出し、このタイミングをハンドオーバー先の基地局のロングコード同期タイミングとして拡散符号生成部2等に出力し、拡散符号生成部2は、各切片の第1番目のものをマッチドフィルタ1にロードさせる。

【0016】ロングコード同定部6は、ロングコード同期タイミング検出後、前述した各合成符号の切片を取り替えて順次ロードさせるとともに、信号電力計算部3の出力を所定の閾値と比較する。この閾値を越えていれば、このとき拡散符号生成部2にロードしている合成コードに対応してロングコードのコード番号を、受信すべき基地局のロングコードであると判定する。マッチドフィルタ1の出力および信号電力計算部3の出力は、図示しない受信データ処理部に必要に応じて出力される。例えば、マッチドフィルタ1の出力をレーク合成回路に出力したり、信号電力計算部3の出力をマルチパス検出部に出力してパスダイバーシティ受信を行うことができる。

【0017】図15および図16のフローチャートを参照して、この提案されている方法についてさらに詳細に説明する。前述したように、この初期同期方法は、2ステージからなる構成とされており、図15の(a)に示すように、ステップS100のロングコードタイミング検出処理と、ステップS200のロングコード同定処理とからなっている。図15の(b)は、前記ステップS100のロングコードタイミング検出処理のフローチャートであり、まず、ステップS101において、前記マッチドフィルタ1におけるPN符号レジスタ12に前記拡散符号生成部2から前記共通ショートコードSC#0をロードする。これにより、前記マッチドフィルタ1から前述したベースバンドの受信信号サンプルと前記共通ショートコードSC#0との相関出力が出力されることとなる。

【0018】次に、ステップS102に進み、前記電力計算部3において前記マッチドフィルタ1からの相関出力の電力を計算する。そして、ステップS103に進み、所定の閾値を越えた前記電力値とそのタイミング（対応時刻）とを記憶し、複数周期にわたってそれらの平均値を算出する。そして、該平均値の中から、最大のものを選び出し、当該タイミングからチップ同期およびロングコード同期タイミングを決定する。以上が前記ス

テップ S 1 0 0 のロングコードタイミング検出処理である。

【0019】次に、前記ステップ S 2 0 0 のロングコード同定処理について、図 1 6 のフローチャートを参照して説明する。ここでは、まず、ロングコードの番号 i を初期値 1 に設定し（ステップ S 2 0 1）、前記マッチドフィルタ 1 に合成コード # i （ロングコード LC # i と前記共通ショートコード SC # 0 との合成コード）の所定数 N チップ（この例においては、第 1 チップ～第 1 2 8 チップの 1 2 8 チップ）の切片をロードする（ステップ S 2 0 2）。これにより、前記マッチドフィルタ 1 において合成コード # 1 の前記切片と受信信号サンプルとの相関演算が実行される。そして、ステップ S 2 0 3 に進み、前記電力計算部 3 から出力される当該相関出力の電力値が、前記閾値計算部 5 において算出された所定の閾値よりも大きな値であるか否かが判定される。この判定の結果が YES のときは、ステップ S 2 0 6 に進み、当該ロングコード番号 i を対応するロングコードであると決定する。

【0020】一方、前記ステップ S 2 0 3 の判定結果が NO のときは、ステップ S 2 0 4 に進み、判定したロングコードの番号 i が最後のロングコードであるか否かを判定する。この結果、最後のロングコードではないときには、ステップ S 2 0 5 に進み、当該ロングコード番号 i を $i + 1$ に更新して、前記ステップ S 2 0 2 に戻り、更新されたロングコード i に対応する合成コードについての相関処理を実行する。また、最後のロングコードの判定であったときは、前記ステップ S 1 0 0 におけるロングコード同期タイミング検出の誤りであったとして、前記ステップ S 1 0 0 に戻って、再度ロングコード同期タイミング検出を実行する。

【0021】ここで、前記各合成コードの切片と受信ベースバンド信号との相関処理について、図 1 7 を参照して詳細に説明する。図 1 7 において、横軸は時間軸であり、(a) は前記マッチドフィルタ 1 のシフトレジスタ 1 1 に入力されるベースバンドの受信信号サンプル、

(b) は前記相関処理において参照符号とされる前記各合成コード # 1 ～ # 5 1 2 の各 N チップ（この例においては、1 2 8 チップ）の切片を示している。この図に示すように、前記第 1 のロングコード LC # 1 と前記共通ショートコード SC # 0 との合成コード # 1 については、その第 1 チップ～第 1 2 8 チップが参照符号として前記 PN 符号レジスタ 1 2 にロードされる。前述のように、前記シフトレジスタ 1 1 には、前記ロングコード同期タイミングからサンプリングクロック CL 毎に受信ベースバンド信号がサンプリングされて順次入力シフトされ、該シフトレジスタ 1 1 の各段の内容と前記 PN 符号格納レジスタ 1 2 の各段の内容とが前記 1 2 8 個の乗算器 1 3 においてそれぞれ乗算される。そして、1 2 8 チップ分のベースバンド受信信号サンプルが前記シフトレジスタ

1 に格納された時点において、前記加算器 1 4 から前記各乗算器 1 3 の出力の和、すなわち、前記合成コード # 1 と受信信号サンプルとの相関出力が出力されることとなる。

【0022】次に、前記ベースバンド受信信号が新たに M チップ (M は整数) 入力され、 M 回シフトしたタイミングでは、前記シフトレジスタ 1 1 には前記ベースバンド受信信号の第 $M + 1$ 番目～第 $M + 1 2 8$ 番目のサンプルが格納されている。このとき、前記 PN 符号レジスタ 1 2 に、第 2 番目の合成コード # 2 の第 $M + 1$ チップ～第 $M + 1 2 8$ チップをロードする。これにより、前記加算器 1 4 からは前記第 2 番目の合成コード # 2 の 1 2 8 チップの切片と前記受信信号サンプルとの相関出力 (1 2 8 チップ分の部分相関出力) が出力される。

【0023】そして、前記部分相関出力の電力値が前記閾値を越え、前記ステップ S 2 0 3 (図 1 0 3) の判定結果が YES となるまで、 M チップの間隔において、順次、第 3 番目の合成コード # 3、第 4 番目の合成コード # 4 の順に、それぞれの部分相関を算出していくこととなる。なお、前記 M の値は、理論的には $M = 1$ としてもよいが、チップ同期の精度、相関ピークの変動等を考慮した場合、余裕を持たせて、 $M = 4$ 程度とするのが好適である。

【0024】このように、この提案されている方法によれば、マッチドフィルタにおけるシフトレジスタ中に先行する受信サンプルが格納されていることを利用しているために、参照符号となる各合成コードの切片をわずかに M チップの間隔を置くだけで、順次切り替えて、それらの部分相関を検出することができ、非常に高速にロングコードの同定を行うことが可能となる。例えば、上述のように、切片のチップ数を 1 2 8 チップとし、 M の値を 4、ロングコードの総数を 5 1 2 とした場合、最長でも、 $1 2 8 + (5 1 2 - 1) \times 4 = 2 1 7 2$ チップの時間で全てのロングコードに対して 1 回のサーチを行うことができる。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】以上説明した初期同期法によれば、セルサーチを高速に実行することができるが、ノイズの影響に対する考慮が十分に払われているとはいえない。また、前記図 1 4 中に点線で示したように、実際にはマルチパスが発生している。しかしながら、上述した方法においては、このマルチパスについて十分に考慮が払われているとは言えない。したがって、より高精度にロングコードの同定を行うことが望まれている。

【0026】そこで、本発明は、基地局間非同期 CDM A セルラシステムにおいて、高速かつ高精度なロングコードサーチ方法および受信機を提供することを目的としている。

【0027】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、

(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置を順次シフトして前記切片を所定個数生成し、(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、(3) 前記相関演算の出力に基づいて電力を算出し、(4) 当該ロングコードの前記所定個数の切片に対応する電力の平均値を算出し、(5) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、(6) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。

【0028】また、本発明の他のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置を順次シフトして前記切片を所定個数生成し、(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、(3) 当該ロングコードの前記所定個数の切片に対応する相関出力の平均値を算出し、(4) この平均値に基づいて電力を算出し、(5) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(6) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。

【0029】さらに、本発明のさらに他のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、(2) これら切片と前記受信信号との相関

演算を行い、(3) 該相関演算の出力に基づいて電力を算出し、(4) これら電力のうち所定の閾値を越えた電力を選出し、(5) これら選出された電力の平均値を算出し、(6) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、(7) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。

【0030】さらにまた、本発明のさらに他のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードと各セル共通の共通制御チャネルのためのショートコードとを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、(1) 前記ショートコードと前記受信信号との相関演算を行い、該相関出力の電力を複数シンボルにわたって巡回積分し、(2) 該巡回積分結果から前記電力の最大値およびこの最大値から所定時間以内の電力ピークに対応したタイミングを選出し、(3) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、(4) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、(5) 該相関演算の出力に基づいて電力を算出し、(6) これら電力のうち前記選出されたタイミングの電力の平均値を算出し、(7) 該平均値が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、(8) 前記平均値が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。

【0031】さらにまた、本発明のさらに他のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード（以下、これらを「切片」という）によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、(1) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることにより、前記切片を所定個数生成し、(2) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、(3) これら相関演算出力から電力を算出し、(4) これら電力のうち所定の閾値を越えた電力を選出し、(5) 前記各部分的コードを循環シフト

しつつ、前記選択された電力に対応するI、Q成分の相関演算出力をフェージング補正してレーク合成し、

(6) これらレーク合成結果の平均値を算出し、(7) この平均値に基づいて電力を算出し、(8) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、

(9) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。

【0032】さらにまた、本発明のさらに他のDS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法は、各セルに固有のロングコードと各セル共通の共通制御チャネルのためのショートコードとを含む拡散符号系列を用い、前記ロングコードの同期タイミングを検出した後に、前記ロングコードの一部分あるいはこの部分的コードに基づくコード(以下、これらを「切片」という)によって受信信号のロングコードをサーチする、DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードサーチ方法であって、(1) 前記ショートコードと前記受信信号との相関演算を行い、該相関出力の電力を複数シンボル分にわたって巡回積分し、

(2) 該巡回積分結果から前記電力の最大値およびこの最大値から所定時間以内の電力ピークに対応したタイミングを選出し、(3) 前記ロングコードにおける前記部分的コードの位置をシフトして複数の部分的コードを定義し、該定義された各部分的コードに基づくコードを循環シフトすることによって、前記切片を所定個数生成し、(4) これら切片と前記受信信号との相関演算を行い、(5) 前記各部分的コードを循環シフトしつつ、前記選出されたタイミングで相関演算出力のI、Q成分をフェージング補正してレーク合成し、(6) これらレーク合成結果の平均値を算出し、(7) この平均値に基づいて電力を算出し、(8) この電力が所定の閾値を越えるまで前記ロングコードを変更し、(9) 前記電力が所定の閾値を越えたときに当該切片に対応するロングコードを特定し、これによって当該ロングコードに対応するセルを特定するものである。さらにまた、前記切片は各通信チャネルに対応したショートコードとロングコードとの合成コードの一部分とされているものである。

【0033】

【発明の実施の形態】以下、本発明のロングコードサーチ方法について説明するが、本発明のロングコードサーチ方法は、前記図14～図16に関して説明した提案されている方法と基本的に同一の構成の上で実施されるものであり、前記図14～図16に関して説明した事項と重複する説明は省くこととする。

【0034】まず、本発明のロングコードサーチ方法の第1の実施の形態について、図1を参照して説明する。この実施の形態は、ノイズの影響を防止するために、連続する複数のシンボルについての相関出力の電力の平均値を算出し、該平均値に基づいて判定をするようにした

ものである。

【0035】図1は、この第1の実施の形態が適用された場合における前記ロングコード同定部6の機能ブロック図である。図1において、31は前記電力計算部3

(図14)からの出力が入力され、これをデジタルデータに変換するアナログデジタル変換器である。このアナログデジタル変換器31の出力は平均処理部32に入力され、該平均処理部32において、連続する複数シンボル分の相関信号電力の平均値が算出される。すなわち、この平均処理部32において、前記デジタルデータに変換された相関信号電力を複数シンボル分保持し、これらを加算したのち除算して、その平均値を算出する。この平均処理部32の出力は、判定部33に入力され、該判定部33において前記閾値計算部5(図14)において算出された閾値と比較されることとなる。このように、複数回の部分相関出力の平均値を算出し、該平均値と閾値とを比較することにより、ノイズの影響を防ぐことができる。なお、この部分相関を検出するための前記合成符号の切片のチップ数は、1シンボルに対応するチップ数に等しい長さとしてされている。また、前記平均処理部32および判定部33をアナログ演算回路を用いて実現することもでき、この場合には、前記アナログデジタル変換器31を省略することが可能となる。

【0036】この第1の実施の形態における前記ロングコード同定処理について、図2のフローチャートおよび図3のタイミングチャートを参照して説明する。ここで、図2のロングコード同定処理は、前記図15の

(a)(b)に示したロングコードタイミング検出処理の後に実行されるものである。また、図3において、横軸は時間軸を示し、(1)は受信サンプルデータ、

(2)はそのサンプリングクロックCLである。前述のように、各サンプリングクロック毎にベースバンドの受信信号がサンプリングされ、(1)の受信サンプルデータは、前記マッチドフィルタ1中のシフトレジスタ11における最終段(第128段)に格納されている受信信号サンプルを示している。(3)は前記マッチドフィルタ1中のPN符号レジスタ12に格納される合成コードの切片(PN切片)、(4)は前記電力計算部3から出力される前記受信信号サンプルと前記PN切片との相関信号の電力、(5)は前記平均処理部32から出力される前記相関信号電力の平均出力、(6)は前記判定部33の出力を示している。なお、説明を簡単にするために、このタイミングチャートおよび後述するタイミングチャートにおいては、前述した図17におけるMを1とし、また、各部における処理に要する遅延時間は無視している点に注意されたい。

【0037】さて、このロングコード同定処理が開始されると、まず、ステップS11において、判定すべき合成コードの番号Jが初期値1に設定される。次に、ステップS12において、当該合成コード#Jの切片の番号

10

20

30

40

50

kが初期値1に設定される。そして、ステップS13において、前記拡散符号生成部2(図14)から、当該合成コード#Jの切片kが前記マッチドフィルタ1中のPN符号レジスタ12にロードされる。図3に示した例においては、期間T1に、合成コード#1の第1切片(#1.1)、すなわち、合成コード#1の第1チップ~第128チップがロードされている。これにより、前記マッチドフィルタ1において、受信信号サンプルと前記切片#1.1との相関が算出され、前記電力計算部3(図14)からその電力が出力される。次に、ステップS15において、その電力値をタイミングデータとともに記憶保持する。

【0038】次に、ステップS16に進み、前述した合成コードの切片の番号kが予定されている最終の値に等しいか否かが判定される。図示した例においては、k=3とされている。期間T1においては、この判定の結果がNOとなるので、ステップS17に進み、kを1だけ増加させ、前記ステップS13に戻る。それにより、今度は、前記合成コード#1の第2チップ~第129チップである切片2(#1.2)が前記PN符号レジスタ12にロードされる。これにより、期間T2に前記シフトレジスタ11に格納されている受信信号サンプルとこの切片2との相関がとられ、その電力が出力される(ステップS14)。そして、この平均データと当該タイミング情報とを保持する(ステップS15)。そして、再び、前記kが予定されている最大値に達したか否かが判定される。このようにして、k=3となるまで、当該合成コードの切片を順次移動させながら、相関処理を行う。

【0039】そして、k=3となり、前記ステップS16の判定結果がYESとなったとき、ステップS18に進み、前記ステップS15において保持した当該合成コードに対するk個のシンボルに対応する相関信号電力の平均値を算出する。そして、ステップS19において、この平均値が所定の閾値以上であるか否かを判定する。この判定結果がYESのときは、当該合成コードに対応するロングコードを当該基地局のロングコードであるとして、このロングコード同定処理を終了する。

【0040】一方、前記ステップS19の判定結果がNOのときは、ステップS20に進み、判定した合成コードが判定すべきロングコードの最後のものではあったか否かを判定する。この判定結果がYESのときは、前記ステップS100におけるロングコード同期タイミングの検出に誤りがあったとして、前記ステップ100(図15(a))に戻る。また、この判定結果がNOのときは、前記合成コードの番号Jを1つ増加して、前記ステップS12に戻り、前述した処理を繰り返す。例えば、図3に示すように、J=2として、合成コード#2の第1番目の第1番目の切片#2.4(これは、合成コード#2の第4チップ~第131チップとなる)を前記PN

符号レジスタ12にロードし、受信信号サンプルとの相関をとる。

【0041】このように、この実施の形態においては、各合成コードの切片について、受信信号サンプルと連続する複数の切片との相関をとり、その信号電力の平均値に基づいてロングコードの同定を行なうようにしている。したがって、ノイズやフェージングの影響を平均化することができ、誤判定を少なくすることができる。なお、上述の例においては、3つの相関出力の電力の平均値を算出していたが、これに限られることはなく、任意の個数の相関出力の電力の平均値を算出するようにできる。

【0042】次に、本発明の第2の実施の形態について、図4の機能ブロック図、図5のフローチャート、および、図6のタイミングチャートを参照して説明する。図4に示すように、この実施の形態は、前記ロングコードの同定を行うチャンネル(制御チャンネル)が、変調されていない場合に適用して好適なものであり、前記第1の実施の形態の場合よりもよりノイズやフェージングに強いものである。

【0043】図4に示すように、この実施の形態においては、前記マッチドフィルタ1の出力およびその電力出力を直接にA/D変換部41に入力している。そして、該A/D変換部41の出力を平均処理部42に入力し、前述の場合と同様に1つの合成コードについて1チップずつずらされた連続する複数の切片に対する相関出力を保持し、その電力出力が所定の閾値を越えたとき、その相関出力の平均値をI、Q成分それぞれについて算出している。そして、この平均値を、電力計算部43に入力して、その電力($I^2 + Q^2$)を算出し、判定部44において前述した閾値と比較してロングコードの判定を行うようにしている。なお、前記平均処理部42、電力計算部43および判定部44をアナログ演算回路を用いて構成することもでき、この場合には、前記アナログデジタル変換器41を省略することが可能となる。

【0044】図5のフローチャートに示したこの第2の実施の形態における処理は、前述した図2のフローチャートを比較して、ステップS34における処理が単に相関処理である点、および、ステップS38の平均出力処理の後にステップS39の電力計算処理が付加されている点で相違している。なお、その他の処理は、前記図2に示したフローチャートと同一であるため、ここでは、その詳細な説明は省略することとする。また、図6のタイミングチャートについても、(4)の平均出力を算出した後に(5)の電力出力が出力されている点を除いて、前記図3と同一であるので、ここでは、詳細な説明を省略することとする。

【0045】このように、この第2の実施の形態によれば、マッチドフィルタ1からの相関出力(I成分およびQ成分)の平均値から電力を計算しているため、正と負

のノイズ成分が互いに打ち消され、前記第 1 の実施の形態の場合よりも大きなノイズ軽減効果を期待することができる。ただし、制御チャネルにデータ変調がなされている場合には、平均出力は 0 となってしまうため、この実施の形態は制御チャネルが無変調である場合に好適である。

【0046】次に、本発明の第 3 の実施の形態について、図 7 の機能ブロック図、図 8 のフローチャートおよび図 9 のタイムチャートを参照して説明する。この実施の形態は、マルチバスを考慮したものであり、複数のバスの受信信号の相関信号電力をを加算し、それらの平均値に基づいて判定を行っている。したがって、前述した第 1 および第 2 の実施の形態のように単一バスの受信信号を用いる場合よりも、受信信号電力を有効に利用することが可能となり、ノイズやフェージングの影響をより軽減することができる。

【0047】図 7 において、51 は前記電力計算部 3 (図 14) の出力が入力され、これをデジタル信号に変換する A/D 変換部、52 は該 A/D 変換部 51 からの各バスに対応する相関信号電力データを保持し、それらの平均値を算出する平均処理部、53 は前記平均処理部 52 の出力と前述した閾値計算部 5 (図 14) からの閾値データとを比較する判定部である。

【0048】図 8 は、この第 3 の実施の形態の動作を説明するためのフローチャートである。ここで、前述の場合と同様に、J は判定される合成コードすなわちロングコードの番号、k は 1 つの合成コードに対する相関出力の平均値を算出するための複数のシンボルの数を示している。また、i はマルチバスを検出するため遅延期間を設定するためのチップ数である。

【0049】また、図 9 のタイミングチャートにおいて、横軸は時間を示しており、(1) は受信サンプルデータ、(2) はサンプリングクロック CL、(3) は前記シフトレジスタ 1 中の PN 符号レジスタ 12 に格納される合成符号の切片を示している。この (3) 中にハッチングがなされている部分は、このタイミングにおいてピークが検出されたことを示している。また、(4) は前記電力計算部 3 (図 14) の出力、(5) は 1 つの切片に対するマルチバスの相関出力の平均出力、(6) は 1 つの合成コードに対する複数の切片のマルチバス相関出力の平均値、(7) は判定出力を示している。なお、図 9 には、前記 k を 2 とし、i を 6 とした場合のタイミングチャートが示されている。この場合には、6 チップ時間までの遅延を有するマルチバス信号を利用することが可能となる。

【0050】この実施の形態におけるロングコード同定処理が開始されると、まず、ステップ S 51 において、前記判定すべき合成コードの番号 J が 1 に初期化される。そして、ステップ S 52 および S 53 において、前記 k および i がそれぞれ初期値 1 に設定される。これに

より、ステップ S 54 において、前記マッチドフィルタ 1 の PN 符号レジスタ 12 に第 1 番目の合成コード # 1 の第 1 番目の切片 (# 1. 1-0)、すなわち、合成コード # 1 の第 1 ~ 第 128 チップがロードされる (図 9 の期間 T1)。そして、前記マッチドフィルタ 1 において前記受信信号サンプルとこの切片 (# 1. 1-0) との相関が算出され、前記電力計算部 3 からその信号電力が出力される (S 55)。この信号電力が所定の閾値以上であるときは、そのタイミング情報とともに保持される (ステップ S 56)、各バスの相関電力が加算される (ステップ S 57)。

【0051】なお、前記共通制御チャネルのショートコードにより、あらかじめ相関演算出力が充分大きいタイミングを検出しておくことが可能であり、この場合には、前記ステップ S 56 における閾値処理は不要となる。すなわち、前述したロングコード同期タイミングの検出時において、前記各基地局の制御チャネルに共通のショートコード SC # 0 との相関出力の電力を複数シンボル分にわたって巡回積分、すなわち、複数シンボル分の相関ピークを積算し、その最大値および該最大値から所定時間以内の電力ピークに対応したタイミングを検出しておく。そして、この選出したタイミングにおける前記電力計算部 3 の出力を前記ステップ S 57 で加算するようにする。

【0052】次に、ステップ S 58 に進み、前記 i の値が最大値に達したか否かが判定される。この判定結果が NO のときは、ステップ S 59 に進み、i を 1 だけ増加させて、さらに、ステップ S 60 において、前記 PN 符号レジスタ 12 に格納されている切片を 1 段循環シフトさせる。これにより、前記 PN 符号レジスタ 12 には、合成コード # 1 の第 1 ~ 第 128 チップのデータが 1 チップ循環シフトされた合成コード # 1 の第 128 チップ、第 1 チップ ~ 第 127 チップ (# 1. 1-1) が格納されることとなる (図 9 の期間 T2)。そして、前記ステップ S 55 に戻り、受信信号サンプルとこの 1 チップ循環シフトされた合成コード # 1. 1-1 との相関が出力される。このとき、図 9 にハッチングで示すように、相関出力の信号電力が所定値以上 (ピーク) となると、ステップ S 56 において、その電力値がタイミングデータとともに保持される。以下、前記 i の値が設定された最大値になるまで、この処理が繰り返され、各バスの相関電力が加算される (ステップ S 57)。

【0053】前記ステップ S 58 の判定結果が YES となったときは、ステップ S 61 に進み、前記 k が最大値となったか否かが判定される。この判定の結果が NO のときは、ステップ S 62 に進み、k の値を 1 つ増加して、前記ステップ S 53 に戻る。そして、この同一の合成コード J における新しい切片 k (図 9 においては、T7 における # 1. 7-0、すなわち、合成コード # 1 における第 7 チップ ~ 第 134 チップ) を前記 PN 符号レ

ジスタ 1 2 にロードし、前記受信信号サンプルとの相関処理を実行する。以下、前述の場合と同様に、 i の値が最大値となるまで、前記 P N 符号レジスタ 1 2 に格納されている当該切片を循環シフトして相関を検出し、ピークの相関電力を加算する。そして、 k の値が最大値になるまで、上述した処理を繰り返し、ステップ S 6 1 の判定結果が Y E S となると、ステップ S 6 3 に進み、以上の処理により算出された各切片における複数のバスの相関電力の和の平均値が算出される。そして、ステップ S 6 4 に進み、該平均値が所定の閾値以上であるか否かを判定する。

【0054】このステップ S 6 4 の判定結果が N O のときは、ステップ S 6 5 に進み、前述の場合と同様に、 J の値が最大値に達しているか否かを判定し、最大値に達していないときは、ステップ S 6 6 において J の値を更新して、前記ステップ S 5 2 に進む。一方、前記ステップ S 6 4 の判定結果が Y E S のときは、前述したロングコード同期タイミング検出に誤りがあったとして、前記ステップ S 1 0 0 (図 1 5 の (a)) に戻る。また、前記ステップ S 6 4 の判定結果が Y E S のときは、ステップ S 6 7 に進み、当該ロングコードを当該基地局のロングコードであると判定する。

【0055】このように、この実施の形態によれば、前述した第 1 の実施の形態と同様に複数のシンボル分の平均値を用いることに加えて、複数のバスの相関電力の和を加算して用いている。したがって、単一のバスの受信信号を用いる前記第 1 および第 2 の実施の形態の場合よりも、ノイズやフェージングの影響をより多く排除することが可能となる。

【0056】次に、本発明の第 4 の実施の形態について、図 1 0 のロングコード同定部の機能ブロック図、図 1 1 のフローチャート、および、図 1 2 のタイミングチャートを参照して説明する。この実施の形態は、前述した第 3 の実施の形態と同様にマルチバスを利用するものであるが、各バスの相関出力の電力をただ単に加算するのではなく、 I 、 Q 成分それぞれの相関出力をフェージング補正した後にレーク合成し、このレーク合成結果を複数シンボル分平均してから電力を算出する。これにより、前記第 3 の実施の形態よりもより高精度のロングコードの判定が可能となる。なお、この実施の形態は、制御チャンネルが無変調の場合に適用して好適である。

【0057】図 1 0 において、6 1 は、前記マッチドフィルタ 1 の出力が直接に入力される A/D 変換器、6 2 は該 A/D 変換器の出力に対し、フェージング補正を行うフェージング補正部である。ここでは、ロングコード同定に無変調の制御チャンネルを用いるものとされており、フェージングによる位相誤差は、マッチドフィルタ出力の I 、 Q 成分を複数シンボルにわたって平均することによって推定される。したがって、前記マッチドフィルタ 1 の出力のフェージング位相誤差をこのフェージン

グ補正部 6 2 により補正するようにしている。このように求められた位相誤差に基づき補正係数を算出し、この補正係数を I 、 Q 成分それぞれの相関ピークに乘じ、フェージング補正を行う。6 3 は、前記フェージング補正部 6 2 から出力される各バスの位相補正された相関出力をレーク合成し、複数のシンボルに対応するレーク合成出力の平均値を算出するレーク合成、平均処理部、6 4 は該レーク合成、平均処理部 6 3 の出力の電力 ($I^2 + Q^2$) を算出する電力計算部、6 5 は前記閾値計算部 5 (図 1 4) から供給される閾値と前記電力計算部 6 4 の出力とを比較する判定部である。

【0058】図 1 1 のフローチャートにおいて、ステップ S 7 4 までは、前述した図 8 に示した第 3 の実施の形態と同一である。そして、この第 4 の実施の形態においては、ステップ S 7 5 において、前記マッチドフィルタ 1 からの相関出力の電力が所定の閾値を越えているものを保持し、ステップ S 7 5 ~ S 7 8 のループにより、前述した場合と同様にマルチバスの相関出力を検出している。なお、前述の場合と同様に、共通制御チャンネルのショートコードにより、あらかじめ相関演算出力が充分大きいタイミングを検出しておくことが可能であり、この場合には、ステップ S 7 5 における閾値処理は不要となる。

【0059】図 1 2 には、期間 T 2、T 3 および T 6 において、第 1 番目の合成コード # 1、1 に対する相関出力のピークが示されている。そして、ステップ S 7 9 において検出した各バスのフェージング補正が行われている。この補正はバス毎に異なる補正係数を用いて行われる。そして、ステップ S 8 0 において、フェージング補正された各バスの相関出力のレーク合成を行う。前述したように、この処理を同一の合成コードについての複数 k 個の切片に対する相関出力について実行し (ステップ S 8 2)、ステップ S 8 3 においてその平均値を算出する。図 1 0 に示した例においては、第 1 番目の合成コード # 1 について、切片 # 1、1 と切片 # 1、7 に対するレーク合成出力の平均値を算出している。そして、ステップ S 8 4 に進み、該平均値の電力を算出し、前記閾値との比較を行っている。

【0060】このように、この実施の形態によれば、各バスのフェージング補正を行ってレーク合成した結果の平均値を算出し、その電力値を用いてロングコードの同定を行っているために、前述した第 1 ~ 第 3 の実施の形態の場合よりも、より高精度の同定を行うことが可能となる。

【0061】なお、以上に説明した実施の形態においては、前記切片は、ロングコードと各セルに共通の特定のショートコードとの合成コードの所定チップ数の切片であるとして説明したが、これに限られることはない。前記各セルに固有のロングコードの所定チップ数の一部分そのものを前記切片として使用したり、あるいは、前記

切片、すなわちロングコードの一部分と各セルに共通の特定のショートコードとの合成コードに「+1」あるいは「-1」を乗じて変調した合成コードなどを使用することもできる。

【0062】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のロングコードサーチ方法によれば、ノイズやフェージングの影響を取り除いて、ロングコードの同定を行うことができ、高精度のロングコードサーチを行うことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明のロングコードサーチ方法における第1の実施の形態を説明するためのロングコード同定部の機能ブロック図である。

【図2】 本発明のロングコードサーチ方法における第1の実施の形態の動作を説明するためのフローチャートである。

【図3】 本発明のロングコードサーチ方法における第1の実施の形態におけるタイミングチャートの一例である。

【図4】 本発明のロングコードサーチ方法における第2の実施の形態を説明するためのロングコード同定部の機能ブロック図である。

【図5】 本発明のロングコードサーチ方法における第2の実施の形態の動作を説明するためのフローチャートである。

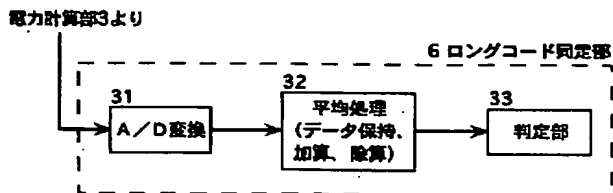
【図6】 本発明のロングコードサーチ方法における第2の実施の形態におけるタイミングチャートの一例である。

【図7】 本発明のロングコードサーチ方法における第3の実施の形態を説明するためのロングコード同定部の機能ブロック図である。

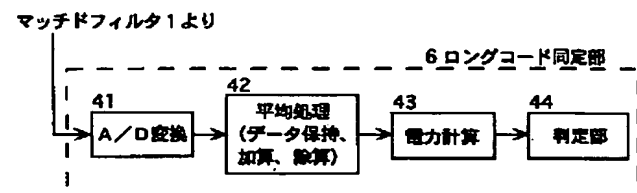
【図8】 本発明のロングコードサーチ方法における第3の実施の形態の動作を説明するためのフローチャートである。

【図9】 本発明のロングコードサーチ方法における第3の実施の形態におけるタイミングチャートの一例である。

【図1】



【図4】



る。

【図10】 本発明のロングコードサーチ方法における第4の実施の形態を説明するためのロングコード同定部の機能ブロック図である。

【図11】 本発明のロングコードサーチ方法における第4の実施の形態の動作を説明するためのフローチャートである。

【図12】 本発明のロングコードサーチ方法における第4の実施の形態におけるタイミングチャートの一例である。

【図13】 従来の2段階初期同期方法を説明するための図である。

【図14】 提案されている初期同期方法における機能構成を示すブロック図である。

【図15】 提案されている初期同期方法の動作を説明するためのフローチャートである。

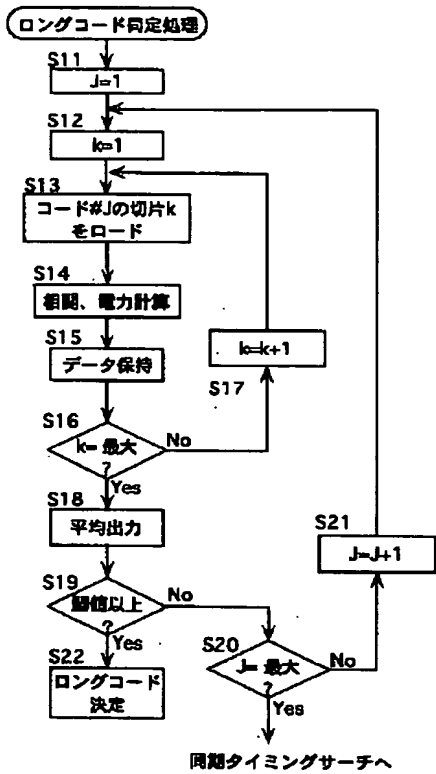
【図16】 提案されている初期同期方法の動作を説明するためのフローチャートである。

【図17】 提案されている初期同期方法の動作を説明するための図である。

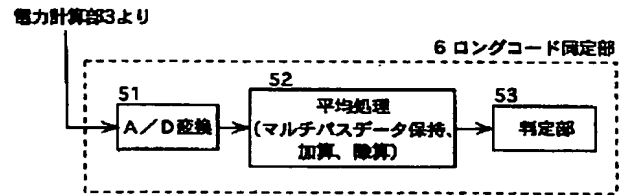
【符号の説明】

- 1 マッチドフィルタ
- 2 拡散符号生成部
- 3、43、64 電力計算部
- 4 ロングコード同期タイミング判定部
- 5 閾値計算部
- 6 ロングコード同定部
- 11 シフトレジスタ
- 12 PN符号レジスタ
- 13 乗算器
- 14 加算器
- 21、31、41、51、61 A/D変換部
- 22、33、44、53、65 判定部
- 32、42、52 平均処理部
- 62 フェージング補正部
- 63 レーク合成、平均処理部

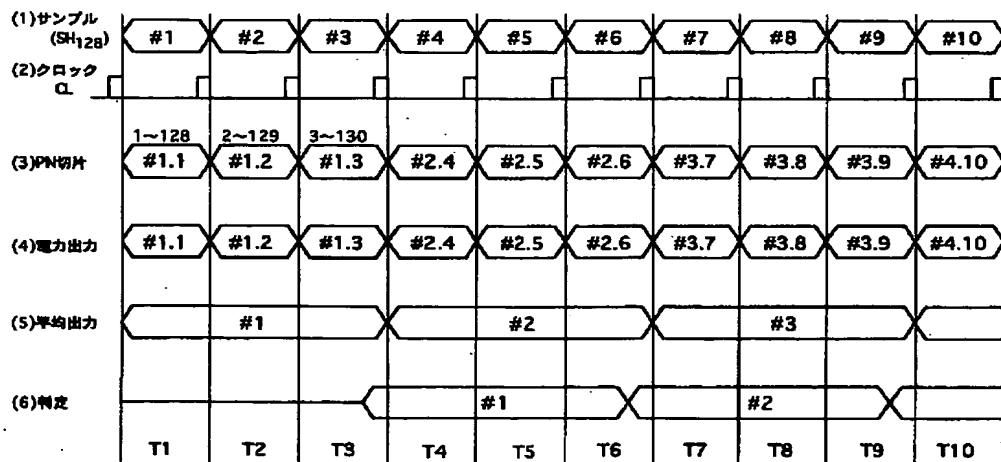
【図 2】



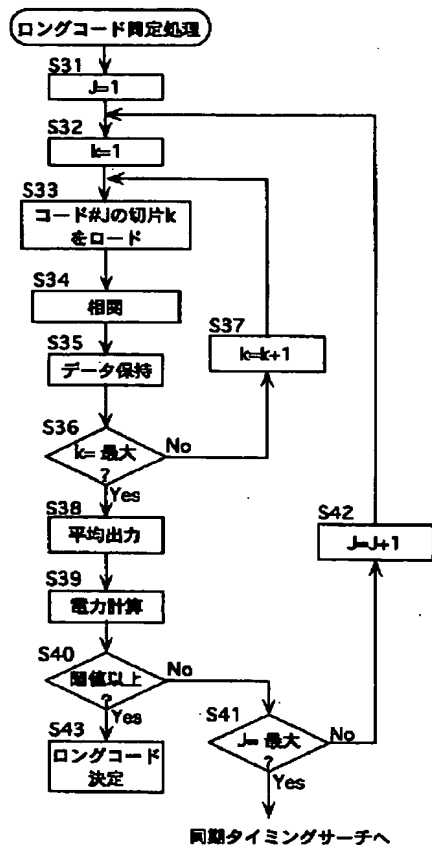
【図 7】



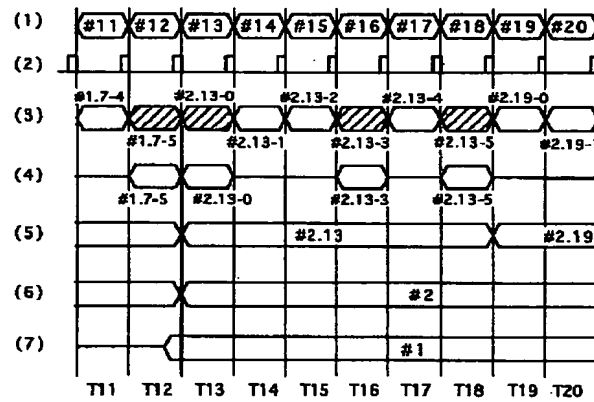
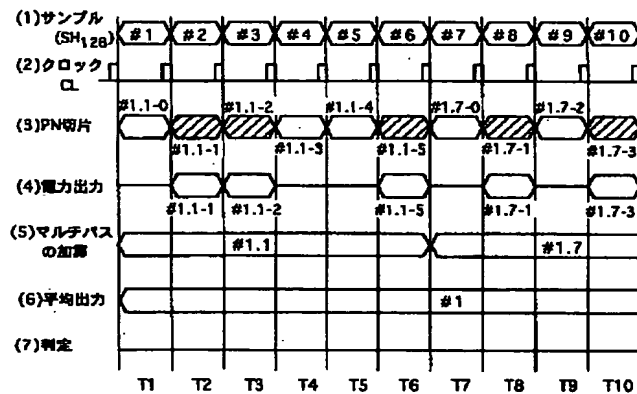
【図 3】



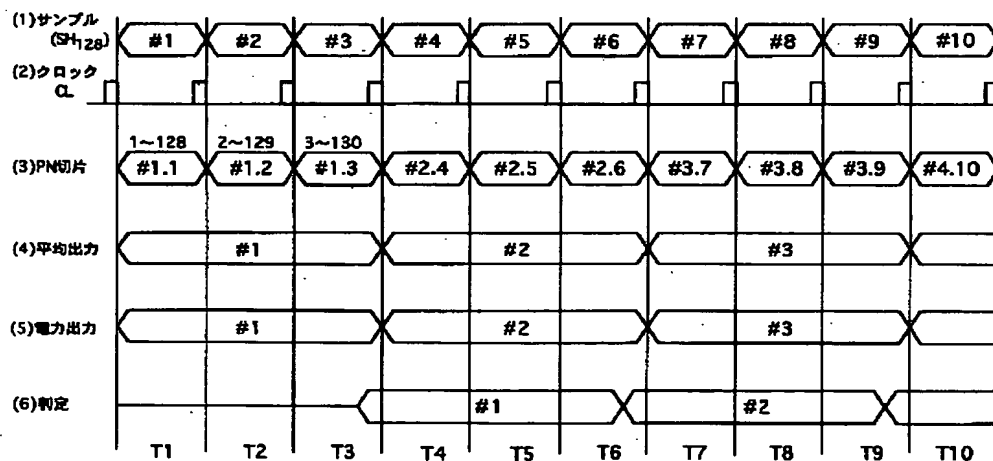
【図 5】



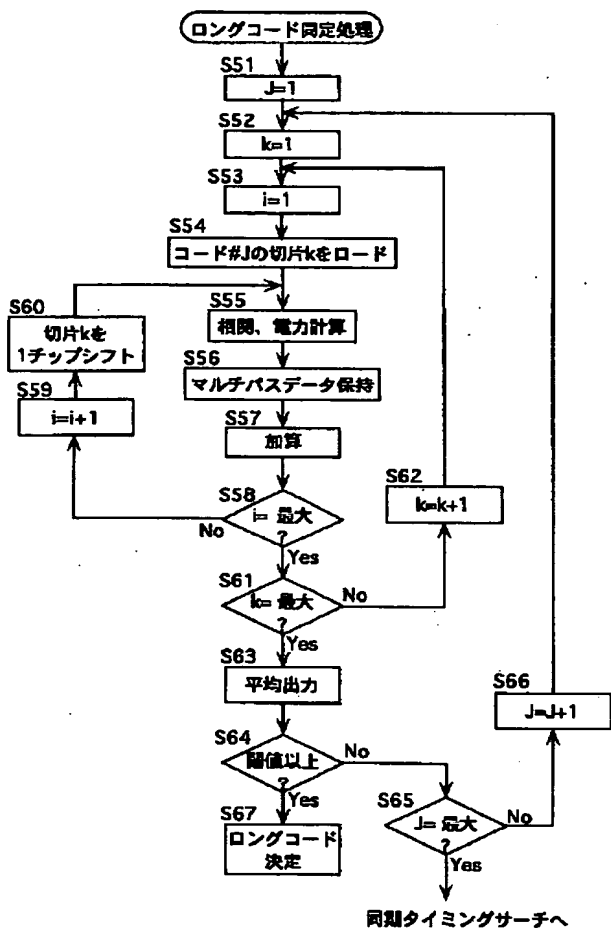
【図 9】



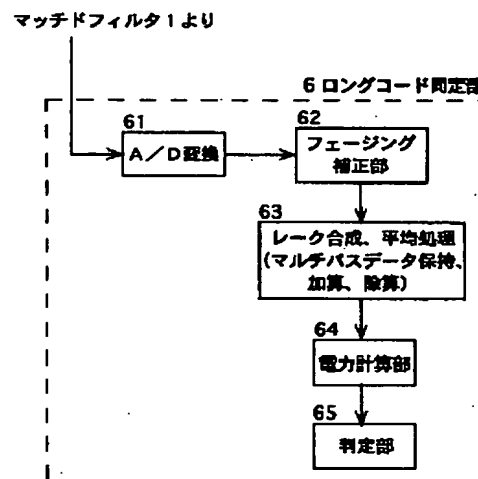
【図 6】



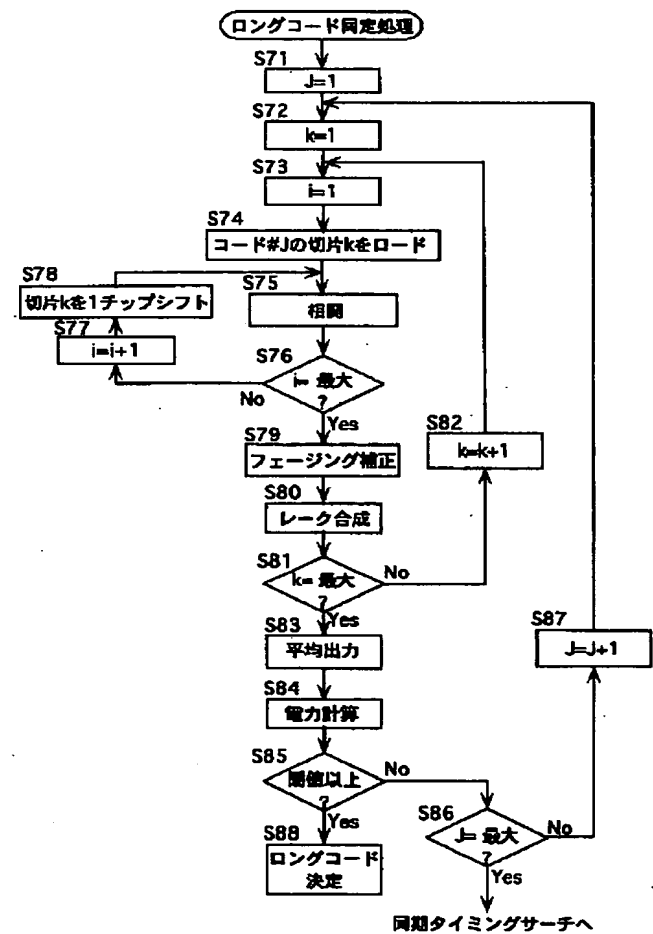
【図 8】



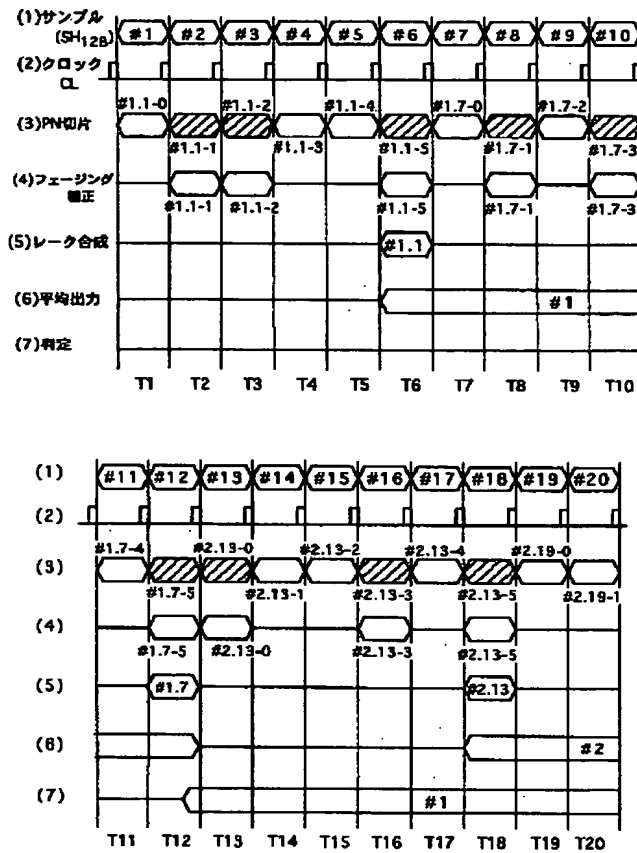
【図 10】



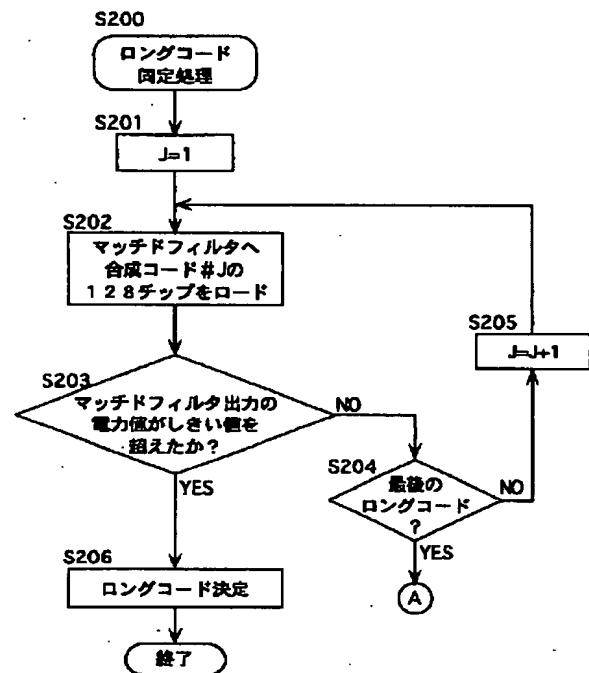
【図 11】



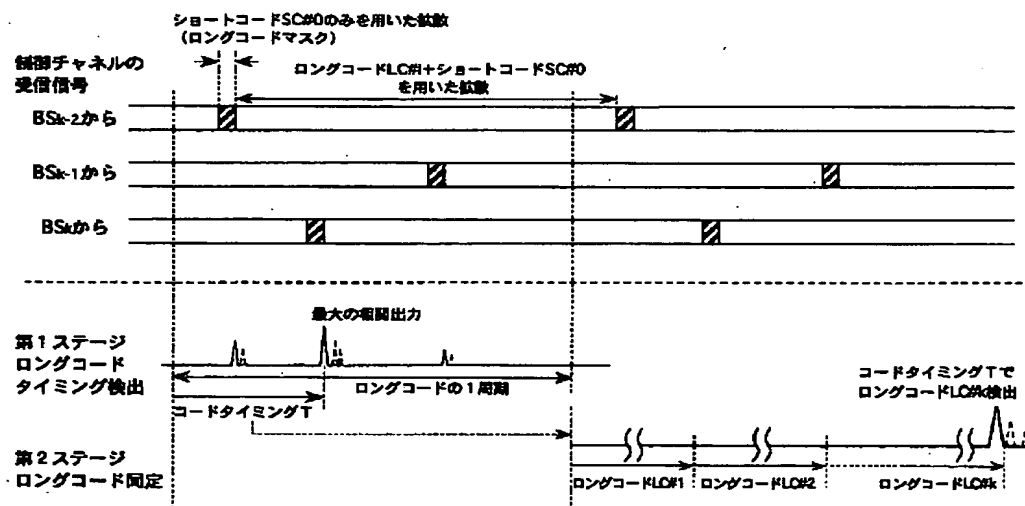
【図12】



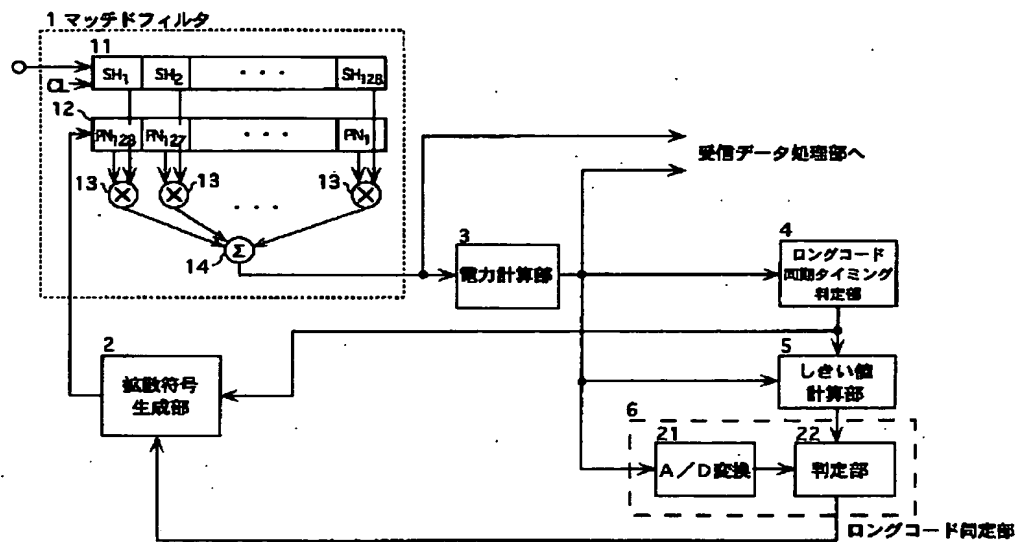
【図16】



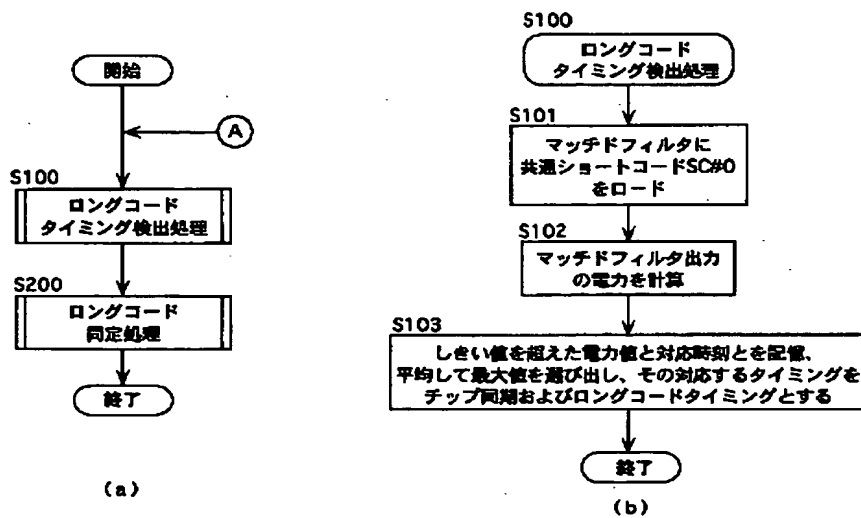
【図13】



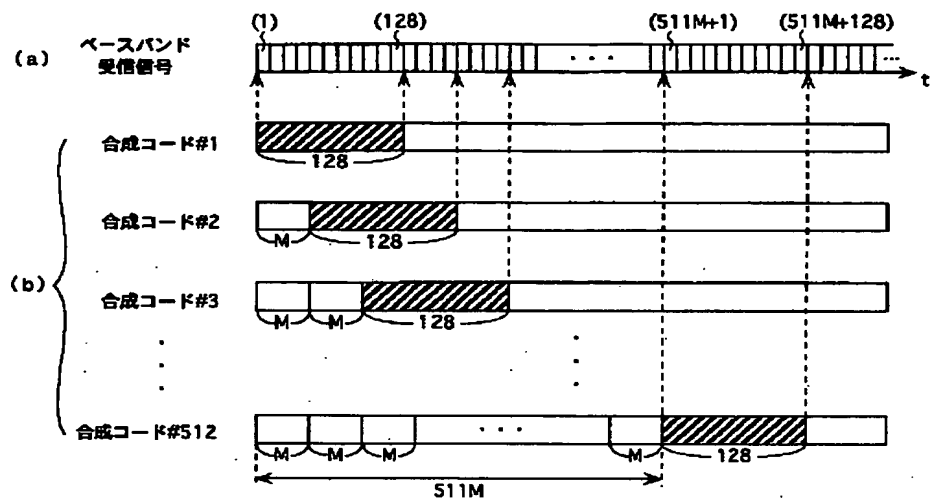
【図 14】



【図 15】



【図 1 7】



DS-SSMA基地局同期セルを用いる高速セルサーチ法

また、この順位は主にコード間の相関によるものと考えられるので、ロングコードの選択とユーザ数およびインターリーブのバターンを考慮することで、誤りをランダム化でき、畳み込み符号などの誤り訂正能力の向上が期待できる。

4.まとめ

シンボルごとに尤度を求め、尤度の高い順にレプリカを生成して、干渉除去を行う方式を提案した。提案方式は、再拡散の回数を削減でき、演算量が比較的少ない。また、シミュレーション結果により、提案方式は通常の受信器に対して容量を約2倍にできることがわかった。

今後は、同期や回線推定の方法、フェーディング回線におけるトラッキング方法、AFC方式、送信電力制御遅延に対する性能評価と対策、ISIやIQ信号のDCオフセットやゲインアンバランスなどによる劣化の評価と対策、演算量の削減、などについて検討する予定である。

- [1]佐和橋、三木、安藤、樋口、"DS-SSMAにおけるパイロットシンボルを用いる逐次チャネル推定型シリアルキャンセラ", 信学技報 RCS95-50, pp.43-48 (1995/7)
- [2]鈴木、武内、"近似的な相互相関除を表現する日同期 CDMA 干渉キャンセラの基本特性", 信学技報 SST94-78, pp.19-24 (1995/3)
- [3]吉田、後川、"シンボルレベル処理を活用した逐次伝送路推定型 CDMA マルチステージ干渉キャンセラ", 信学ソサイエティ大 B-415 (1996/9)
- [4]清水、川上、後田、"逐次信号処理を用いた干渉除去方法", 信学ソサイエティ大 B-418 (1996/9)

社団法人 電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
TECHNICAL REPORT OF IEICE
RCS96-116, SAT96-111, RCS96-122 (1997-01)

DS-SSMA基地局同期セルを用いる高速セルサーチ法

樋口 健一 佐和橋 衛 安達 文幸

NTT移動通信網株式会社

〒239 神奈川県横浜須賀市光の丘1-1

あらまし 我々は先に、下リリンク制御チャネルのロングコードをマスクし、このマスクされた各セルが通のショートコードでの相関検出を行うことによりロングコードのタイミミングを抽出する高速セルサーチ法を提案した。本報告では、ロングコードマスク部に各セル共通のショートコードで拡散されたシンボルおよび各セルのロングコードに対応したロングコードグループ識別ショートコードで拡散されたシンボルをコード多重して送信し、各セル共通のショートコードによるタイミミング抽出の後にロングコードグループ識別ショートコードを用いてロングコード同定部でのサーチすべきロングコード候補を決定することにより先に提案した方法より高速なセルサーチ法を提案する。計測値シミュレーションにより、先の報告と比較して、同じ数のユーザが通信を行っている環境下で本提案法がセルサーチ時間を20%程度に低減できることを示す。

キーワード DS-SSMA、拡散符号同期、セルサーチ、基地局間非同期、ロングコード

Fast Cell Search Algorithm using Long Code Masking in DS-SSMA Asynchronous Cellular System

Kenichi HIGUCHI, Mamoru SAWAHASHI and Fumiyuki ADACHI

NTT Mobile Communications Network Inc.

1-1 Hikarinooka, Yokosuka-Shi, Kanagawa, 239 Japan

Abstract

In this paper, an improved cell search algorithm using long code masking is proposed in DS-SSMA asynchronous cellular system. In the proposed algorithm, the long code group as well as received long code timing is estimated by detecting the correlations in the long code masked symbols. Because the number of long code candidate in the long code identification process of the formerly proposed algorithm is reduced, the faster cell search can be achieved. The computer simulation results demonstrate that the cell search time using proposed algorithm can be reduced to 20% of the formerly proposed one.

Key words

DS-SSMA, Code acquisition, Cell search, Asynchronous cellular system, Long code

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.